

公開実用 昭和61-113410

Y 13, 14, 16 図1, 第11頁第6~

⑩ 日本国特許庁(JP)

⑪ 実用新案出願公開

⑫ 公開実用新案公報(U) 昭61-113410

⑬ Int. Cl.

識別記号

庁内整理番号

⑭ 公開 昭和61年(1986)7月17日

H 03 B 5/18

7530-5J

H 04 B 5/02

7530-5J

H 04 B 1/40

7251-5K

審査請求 未請求 (全 頁)

⑮ 考案の名称 電圧制御発振器

⑯ 実 願 昭59-197795

⑰ 出 願 昭59(1984)12月27日

⑱ 考 案 者 上 野 守 章 東京都大田区雪谷大塚町1番7号 アルプス電気株式会社
内

⑲ 出 願 人 アルプス電気株式会社 東京都大田区雪谷大塚町1番7号

15行

明 細 書

1. 考案の名称

電圧制御発振器

2. 実用新案登録請求の範囲

1. 共振回路としての分布定数線路と、該分布定数線路に並列的に接続され、電圧制御で容量を変化させる可変容量ダイオードとを備える電圧制御発振器であって、前記分布定数線路に直列的に接続され、該分布定数線路の共振波長を変化させるコンデンサと、該コンデンサに並列的に接続され、その導通で該コンデンサを短絡するスイッチング用ダイオードとを含むことを特徴とする電圧制御発振器。

2. 前記分布定数線路は二分され、これらの間に前記コンデンサが直列的に接続されていることを特徴とする実用新案登録請求の範囲第1項に記載の電圧制御発振器。

3. 考案の詳細な説明

(考案の技術分野)

本考案は、発振周波数帯の切り換えが可能な構



造を有する電圧制御発振器の改良に関する。

(考案の技術的背景)

第3図にはパーソナル無線用の送・受信機の系統図の一部が示され、アンテナ1にはアンテナ切り換え器2を介して高周波増幅器3と送信電力増幅器5とがそれぞれ接続されている。高周波増幅器3の出力側には第1混合器4が接続され、第1混合器4には送・受切り換え器6を介して電圧制御発振器8(以下、VCOと称す)が接続されている。

このパーソナル無線用の送・受信機に利用されるVCO8は、送信時には搬送波発振器及び変調器として、又受信時には周波数変換のための局部発振器として用いる必要があるので、送信時と受信時においてそれぞれ異なった周波数帯の発振信号を出力する構造を有している。そして、この種のVCOでは回路の簡素化と共振回路の接地性の良さとから、最近では、 $1/4$ 波長共振モードの分布定数線路が共振回路として用いられている。

即ち、このVCO8としては、例えば、第4図



に示すように、変形コルピッツ型発振回路構成を有するものが知られており、増幅回路を形成しているトランジスタ9のコレクタには、クラップコンデンサ10を介して1/4波長共振モードの同軸型誘電体線路11と、結合コンデンサ12及び可変容量ダイオード13の直列体とが並列的に接続されている。誘電体線路11と可変容量ダイオード13とはそれぞれ接地されている。トランジスタ9のエミッタには、直流阻止及び結合用のコンデンサ14を介して発振信号を出力するための出力端子15が接続され、エミッタとコレクタ間には帰還コンデンサ16が又ベース、エミッタ間には帰還コンデンサ18が接続されている。そして、誘電体線路11には、送信時及び受信時の発振信号の周波数帯を切り換えるために、コンデンサ23及びスイッチングダイオード24の直列体が並列的に接続され、これらコンデンサ23とダイオード24の接続点には送・受切換端子25が接続されている。尚、図中、17は接地コンデンサ、19乃至22はバイアス抵抗である。



次に、送・受信機の受信時におけるVCO8の動作を説明する。

即ち、この場合には、送・受切換端子25にアース電位以下の電圧を印加するので、スイッチングダイオード24は不導通に保持され、コンデンサ23の容量C_aは共振周波数を決定する要素には寄与しなくなる。従って、この場合線路11と結合コンデンサ12と可変容量ダイオード13とクラップコンデンサ10とから成る直並列回路が全体として誘導性となり、これとこの直並列回路に並列に接続された帰還コンデンサ16、18とによって並列共振回路が形成される。よって、トランジスタ9のベース及びコレクタに接続されている電源端子26に電圧を印加すると、上記並列共振回路の共振周波数で発振を開始するので、発振信号はトランジスタ9にて増幅され、出力端子15より出力される。この発振信号は、略903～905MHzの周波数に、第1中間周波数（略58MHz）を加えた周波数（略961～963MHz）を有し、切り換え器6を介して第1



混合器 4 (第 3 図参照) に入力される。

一方、アンテナ 1 にて受信された信号 (略 9 0 3 ~ 9 0 5 M H z) は、第 3 図に示すように、アンテナ切り換え器 2 を介して高周波増幅器 3 により増幅された後第 1 混合器 4 に入力される。従って、V C O 8 からの発振信号と受信信号とが第 1 混合器 4 にて混合されるので、該混合器 4 からは略 5 8 M H z の第 1 中間周波が出力される。

ところで、第 3 図に示すように、P L L 回路 7 (フェーズロックドループ) から所望するチャンネルの周波数に対応する制御電圧を V C O 8 の制御端子 2 7 に出力すると、この制御電圧は、第 4 図に示すように、可変容量ダイオード 1 3 に加わり、その容量を変化させるので、上記結合コンデンサ 1 2 との容量 C_c が変化し、発振信号の周波数が所望するチャンネルの周波数に設定される。よって、所望するチャンネルを選択することができる。

これに対して、送信時においては、送・受切換端子 2 5 に正の電圧を印加するので、スイッチン



グダイオード 24 が導通し、コンデンサ 23 の容量 C_a が共振回路に含まれる。従って、全共振容量は、 $C_c + C_t + C_a$ に帰還コンデンサ 16、18 の容量が加わった値となり、増加する。よって、全共振容量と誘電体線路 11 とが並列共振回路を形成し、かつ容量 C_c が PLL 回路 7 からの制御電圧で変化するので、所望するチャンネルの周波数（略 903 ~ 905 MHz の範囲）を有する発振信号が搬送波として得られる。この発振信号は、VCO 8 の変調端子 28（第 3 図参照）に変調信号が入力されて変調された後、切り換え器 6 を介して送信電力増幅器 5 で所定の電力まで増幅され、アンテナ切り換え器 2 を介してアンテナ 1 から空中に放射される。

このように、従来の VCO 8 は、コンデンサ 23 を誘電体線路 11 に並列的に接続したので、スイッチングダイオード 24 を導通させることにより該コンデンサ 23 の容量 C_a 分を共振容量に加えることができ、よって発振信号の周波数帯を送信時及び受信時に対応させて切り換えることがで

きる。

(背景技術の問題点)

しかし、誘電体線路 1 1 にコンデンサ 2 3 を並列的に接続して該コンデンサ 2 3 の容量 C_a を共振容量に加える場合には、VOC の感度が共振周波数帯の切り換えによって変化するという欠点がある。

即ち、スイッチングダイオード 2 4 が不導通の場合において、可変容量ダイオード 1 3 が最も小さい容量を有しているときの容量 $C_c + C_t$ を C 、第 4 図の a 点から矢印方向と反対方向にみたインダクタンスを L とすると、共振周波数 f は次式にて示される。

$$f = 1 / (2 \pi \sqrt{L C}) \dots \dots \dots (1)$$

これに対して、可変容量ダイオード 1 3 が最も大きい容量を有しているときの容量を $C + \Delta C$ 、その時の共振周波数を $f + \Delta f$ (周波数変化分) とすると、 Δf は次式にて示される。



$$\begin{aligned}\Delta f &= 1/\{2\pi\sqrt{L(C+\Delta C)}\} - 1/\{2\pi\sqrt{LC}\} \\ &= 1/(2\pi\sqrt{LC})(1/\sqrt{1+\Delta C/C} - 1) \\ &= 1/(2\pi\sqrt{LC}) \left\{ \left(1 - \frac{1}{2} (\Delta C/C) + \frac{3}{8} (\Delta C/C)^2 - \frac{15}{48} (\Delta C/C)^3 + \dots \right) - 1 \right\} \\ &\dots \dots \dots (2)\end{aligned}$$

ところで、 $\Delta C < C$ の関係にあるので、 $\Delta C / C$ の累乗項を省略して上記(2)式を簡略化することができる。

$$\Delta f = -1/(2\pi\sqrt{LC}) \times \Delta C/(2C) \dots (2')$$

よって、感度 S_1 は次式のようになる。

$$S_1 = \Delta f / f = - \{ \Delta C / (2C) \} \dots (3)$$

一方、スイッチングダイオード24が導通した場合において、可変容量ダイオード13が最も小さい容量を有しているときの全共振容量は、上記 C に C_a (コンデンサ23の容量) を加えた容量となるので、共振周波数 f_1 は次式にて示され



る。

$$f_1 = 1 / \{2 \pi \sqrt{L (C + C_a)}\} \cdot \cdot \cdot \cdot (4)$$

これに対して、可変容量ダイオード13が最も大きい容量を有しているときの全共振容量は $C + C_a + \Delta C$ 、その時の共振周波数は $f_1 + \Delta f_1$ (周波数変化分) となるので、 Δf_1 は次のようになる。

$$\Delta f_1 = 1 / \{2 \pi \sqrt{L (C + C_a)}\} \times \Delta C / \{2 (C + C_a)\} \cdot \cdot \cdot \cdot (5)$$

よって、感度 S_2 は次式にて示される。

$$S_2 = \Delta f_1 / f_1 = - [\Delta C / \{2 (C + C_a)\}] \cdot \cdot \cdot \cdot (6)$$

従って、上記(3)式及び(6)式により示される感度 S_1 及び S_2 を比較すると次のようになる。

$$| S_1 | > | S_2 | \cdot \cdot \cdot \cdot (7)$$



以上のことから、VCOを高い発振周波数帯に切り換えると、感度が大きくなり、低い発振周波数帯に切り換えると、感度が小さくなることが判る。

(考案の目的)

本考案の目的は、発振周波数帯を切り換えても感度を一定に保持することができるVCOを提供することにある。

(考案の概要)

本考案は、分布定数線路に直列的にコンデンサを接続すると共にこのコンデンサにスイッチング用ダイオードを並列的に接続し、このダイオードの導通及び不導通により分布定数線路の共振波長を変化させて発振周波数帯を切り換えることを特徴とする。

(考案の実施例)

以下、本考案の実施例を図面を参照して詳細に説明する。


本考案に係るVCOは、第1図に示すように、変形コルピッツ型発振回路構成を有し、増幅回路



を形成しているトランジスタ9のベースは接地コンデンサ17により接地されている。トランジスタ9のコレクタには、クラップコンデンサ10を介して共振波長変化用のコンデンサ29と $1/4$ 波長共振モードの同軸型誘電体線路11が直列的に接続されている。

このコンデンサ29にはスイッチング用のダイオード30が並列的に接続され、ダイオード30のアノード側にはスイッチング端子31が抵抗32を介して接続されている。誘電体線路11とコンデンサ29の直列体には、結合コンデンサ12及び可変容量ダイオード13の直列体が並列的に接続されている。結合コンデンサ12及び可変容量ダイオード13は共振容量を形成し、誘電体線路11及びコンデンサ29と共に並列共振回路を構成している。

結合コンデンサ12と可変容量ダイオード13との接続点には制御端子27が接続されている。トランジスタ9のエミッタには、直流阻止及び結合用のコンデンサ14を介して発振信号を出力するための出力端子15が接続され、エミッタとコレクタ間には帰



コンデンサ 16 が接続されている。トランジスタ 9 のベース及びコレクタには電源端子 26 が接続され、この電源端子 26 にはバイアス抵抗 19 及び 20 を介して電圧が印加される。尚、図中、18 は接地コンデンサ、21 及び 22 はバイアス抵抗である。

次に、本考案に係る VCO の動作を説明する。

即ち、スイッチング端子 31 に正の電圧を印加すると、スイッチング用ダイオード 30 が導通するので、コンデンサ 29 が短絡され、a 点から矢印方向と反対方向にみたインピーダンス素子は誘電体線路 11 のみとなる。従って、結合コンデンサ 12 及び可変容量ダイオード 13 の直列接続による容量 C_c と、クラップコンデンサ 10 の容量 C_t とを a 点から矢印方向にみた容量 $C_c + C_t$ が全共振容量となるので、誘電体線路 11 とこれら全共振容量 $C_c + C_t$ が並列共振回路を形成する。よって、電源端子 26 に電圧を印加すると、トランジスタ 9 に雑音が発生し、この雑音がトランジスタ 9 のコレクタ電流として増幅され、上記



並列共振回路に流れるので、該回路の固有の共振周波数（例えば、 903 MHz 近傍）で共振し、発振を開始する。この結果、発振信号はトランジスタ 9 にて帰還増幅され、出力端子 15 より出力される。

次に、スイッチング端子 31 にアース電位以下の電圧を印加すると、スイッチング用ダイオード 30 が不導通になるので、a 点から矢印方向と反対方向にみたインピーダンス素子は誘電体線路 11 とコンデンサ 29 の両者となり、誘電体線路 11 の共振波長がこのコンデンサ 29 により変化する。一方、全共振容量は上述の $C_c + C_t$ と同一である。従って、この場合には、誘電体線路 11 及びコンデンサ 29 の直列体と、全共振容量 $C_c + C_t$ とが並列共振回路を形成するので、該回路の共振周波数は増大し、例えば、 961 MHz になる。よって、電源端子 26 に電圧を印加すると、トランジスタ 9 に発生した雑音が上記周波数で共振し、発振を開始するので、出力端子 15 より 961 MHz の発振信号を得ることができる。



このように、本考案のVCOでは、誘電体線路11の共振波長をコンデンサ29の直列接続及び電気的な切り離しにより変化させるので、共振容量を変えることなく発振周波数帯を切り換えることができ、従って、感度が発振周波数帯の切り換えで変化することがなくなる。

即ち、スイッチング用ダイオード30の導通時において、可変容量ダイオード13が最も小さい容量を有しているときの全共振容量は $C_c + C_t = C$ 、第1図におけるa点から矢印方向とは反対方向にみたインダクタンスはLとなるので、共振周波数 f' は上記(1)式と同一になる。

$$f' = 1 / (2\pi\sqrt{LC}) \dots\dots\dots (8)$$

従って、可変容量ダイオード13が最も大きい容量を有しているときの全共振容量は $C + \Delta C$ 、その時の共振周波数は $f' + \Delta f$ （周波数変化分）となり、 Δf は次式で示される。



$$\Delta f = -1 / (2 \pi \sqrt{L C}) \times \Delta C / (2 C) \cdots (9)$$

よって、感度 S' は次式のようにになる。

$$S' = \Delta f / f' = - \{ \Delta C / (2 C) \} \cdots (10)$$

一方、スイッチング用ダイオード30が不導通の場合において、可変容量ダイオード13が最も小さい容量を有しているときの全共振容量は上記と同一の C となり、第1図におけるa点から矢印方向とは反対方向にみたインダクタンスは、コンデンサ29が誘電体線路11に直列接続されていることから、 $L + \Delta L$ となる。従って、共振周波数 f_2 は次式で示される。

$$f_2 = 1 / \{ 2 \pi \sqrt{(L + \Delta L) C} \} \cdots (11)$$

これに対して、可変容量ダイオード13が最も大きい容量を有しているときの全共振容量は $C +$



ΔC 、その時の共振周波数は $f_2 + \Delta f_2$ (周波数変化分) となるので、 Δf_2 は次のようになる。

$$\Delta f_2 = -1 / \{2 \pi \sqrt{(L + \Delta L) C}\} \times \Delta C / (2 C) \dots \dots \dots (12)$$

よって、感度 S'_2 は次式にて示される。

$$S'_2 = \Delta f_2 / f_2 = - \{ \Delta C / (2 C) \} \dots \dots \dots (13)$$

従って、この(13)式と(10)式とを比較すると、 $S'_1 = S'_2$ となるので、発振周波数帯を切り換えても感度が変化しないことが判る。

尚、上記の感度は、 $\Delta f / f$ 、 $\Delta f_2 / f_2$ で示される如く、各切り換えた発振周波数帯での発振可能な最高周波数と最低周波数との比を示し、最高周波数と最低周波数との差を示すものではない。即ち、本考案の VCO をパーソナル無線の送



・受信機に応用し、送信時の発振周波数帯域を、
 $905 \text{ [MHz]} - 903 \text{ [MHz]} = 2 \text{ [MHz]}$
に設定すると、受信時の発振周波数帯域は、

$$2 \text{ [MHz]} \times \frac{(961 + 963) / 2}{(903 + 905) / 2}$$

$= 2.128 \text{ [MHz]}$ となる。

第2図には本考案の他の実施例が示されている。この実施例では、 $1/4$ 波長共振モードの分布定数線路33を二分割し、これら分割した線路33A、33A間に共振波長変化用のコンデンサ29とスイッチング用ダイオード30の並列体を入れている。このように、分布定数線路33を二分割すると、同軸型誘電体線路、ストリップライン、同軸ケーブル等を各線路33A、33Aとして任意に組み合わせ、分布定数線路を形成することができるので、設計の多様化を図ることができる。

(考案の効果)



本考案によれば、共振回路としての分布定数線路に直列的にコンデンサを接続すると共に該コンデンサに並列的にスイッチング用ダイオードを接続したことで、このダイオードの導通及び不導通でコンデンサを分布定数線路から電氣的に切り離し又コンデンサを分布定数線路のインピーダンスを変化させる素子として用いることができる。従って、発振周波数帯の切り換えを共振容量を変化させることなく行うことができる。よって、発振周波数帯を切り換えても感度が一樣な電圧制御発振器を提供することができる。

4. 図面の簡単な説明

第1図は本考案に係るVCOの回路図、第2図は本考案の他の実施例に係るVCOの回路図、第3図はパーソナル無線の送・受信機の一部を示すブロック図、第4図は従来VCOの回路図である。

8 - - - - - VCO、

9 - - - - - トランジスタ、

11 - - - - - 誘電体線路、



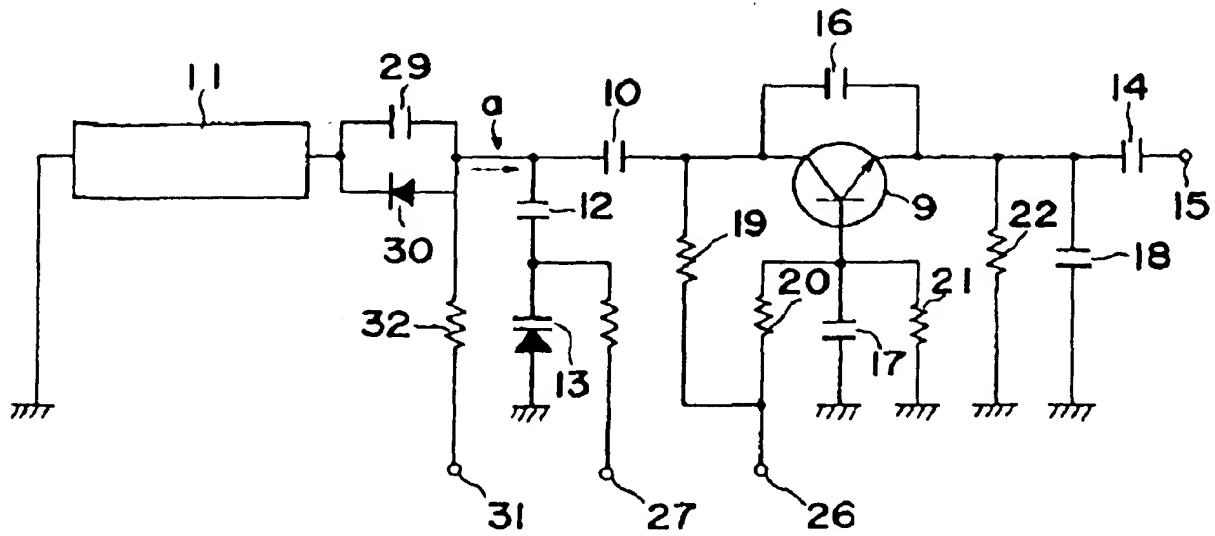
- 1 3 - - - - - 可変容量ダイオード、
2 9 - - - - - 共振波長変化用コンデンサ、
3 0 - - - - - スイッチング用ダイオード、
3 3 - - - - - 分布定数線路。

実用新案登録出願人 アルプス電気株式会社

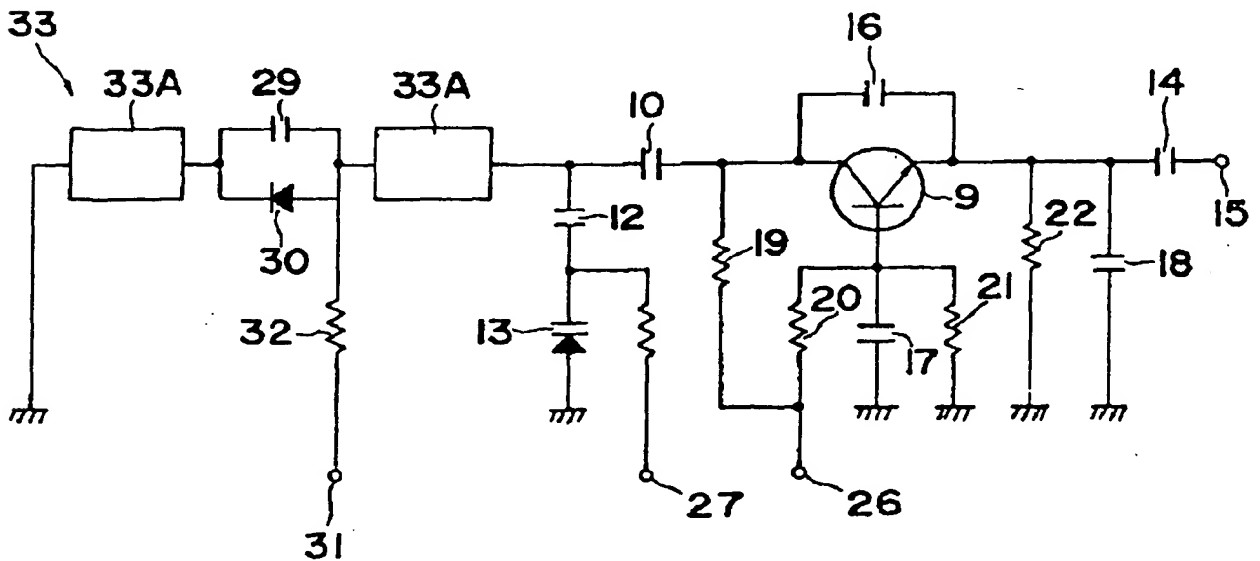
代表者 片岡勝太



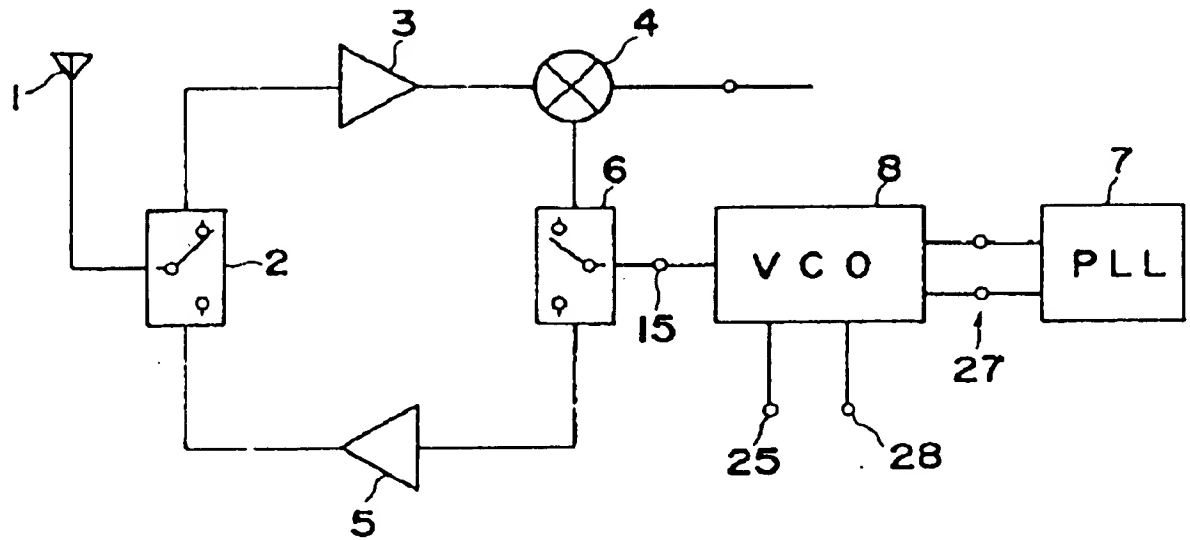
第 1 図



第 2 図



第 3 図



第 4 図

